

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**



2817
Rice
Pease
#201
2
XA-9377

PATENT APPLICATION

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re the Application of:

Kiichi YAMASHITA et al.

Appln. No.: 09/692,182

Group Art Unit: 2817

Filed: October 20, 2000

For: POWER AMPLIFIER MODULE

* * *

CLAIM OF PRIORITY UNDER 35 U.S.C. § 119

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

Applicants hereby claim the priority of Japanese Patent
Application No. 11-306266 filed October 28, 1999 and submit
herewith a certified copy of said application.

Respectfully submitted,

By: Mitchell W. Shapiro
Mitchell W. Shapiro
Reg. No. 31,568

MWS:dlb
Vorys, Sater, Seymour
and Pease LLP
1828 L Street, N.W.
Eleventh Floor
Washington, D.C. 20036-5109
Tel: (202) 467-8812
January 26, 2001

RECEIVED
JAN 29 2001
C 2800 MAIL ROOM

319902539 MT

日 本 国 特 許 庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

09/692,182

G-AU 2817

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日

Date of Application:

1999年10月28日

出 願 番 号

Application Number:

平成11年特許願第306266号

出 願 人

Applicant (s):

株式会社日立製作所

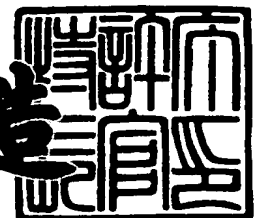


RECEIVED
JAN 29 2001
TC 2800 MAIL ROOM

2000年10月 6日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2000-3081625

【書類名】 特許願

【整理番号】 H99025391

【提出日】 平成11年10月28日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/26

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目 2 8 0 番地 株式会社
 日立製作所 中央研究所内

 【氏名】 山下 喜市

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目 2 8 0 番地 株式会社
 日立製作所 中央研究所内

 【氏名】 田上 知紀

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都小平市上水本町五丁目 2 0 番 1 号 株式会社 日
 立製作所 半導体グループ内

 【氏名】 近藤 静雄

【特許出願人】

 【識別番号】 000005108

 【氏名又は名称】 株式会社 日立製作所

【代理人】

 【識別番号】 100081938

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 徳若 光政

 【電話番号】 0422-46-5761

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 000376

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

| | | |
|-----------|-----|---|
| 【物件名】 | 明細書 | 1 |
| 【物件名】 | 図面 | 1 |
| 【物件名】 | 要約書 | 1 |
| 【プルーフの要否】 | 要 | |

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電力増幅器モジュール

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 増幅器と、

上記増幅器に対して、その出力電力を制御するアイドル電流を供給する制御回路とを備え、

上記制御回路は、入力制御電圧を受けて該入力制御電圧に対して上記アイドル電流を指数関数的に変化させるものであることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項 2】 請求項 1 において、

上記制御回路は、

上記入力制御電圧を電流に変換する回路と、

該変換された電流より基準電圧を発生し並びに上記入力制御電圧に比例して変化する電圧の勾配を設定する回路と、

該電圧を指数関数的に変化する上記アイドル電流に変換する回路とを含むものであることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項 3】 請求項 1 又は 2 において、

上記増幅器は、縦列接続されてなる複数段の増幅器からなり、

上記制御回路は、上記制御入力電圧を共通に受けて、上記複数段の各増幅器の各々に対して上記アイドル電流を供給する複数の回路から構成されるものであることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項 4】 請求項 3 において、

上記入力制御電圧を電流に変換する回路と、該変換された電流より基準電圧を発生し並びに上記入力制御電圧に比例して変化する電圧の勾配を設定する回路と、該電圧を指数関数的に変化する上記アイドル電流に変換する回路とは共通回路で構成され、かかるアイドル電流を上記複数の増幅器に対応して供給する回路が複数個設けられてなることを特徴とする電力増幅モジュール。

【請求項 5】 請求項 1 ないし 4 のいずれかにおいて、

上記増幅器は、上記アイドル電流が流れるようにされた入力トランジスタ

と、該入力トランジスタと電流ミラー形態にされた出力トランジスタとの一対を含むGaAs HBTからなる半導体集積回路で構成され、

上記制御回路は、Si又はGaAs HBTからなる半導体集積回路で構成されてなることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項6】 請求項1ないし4のいずれかにおいて、

上記増幅器は、上記アイドリング電流が流れるようにされた入力トランジスタと、該入力トランジスタと電流ミラー形態にされた出力トランジスタとの一対を含むSiGe HBT又はSiバイポーラトランジスタからなる半導体集積回路で構成され、

上記制御回路は、SiGe HBT、又はSiバイポーラトランジスタで構成することを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項7】 請求項1ないし6のいずれかにおいて、

上記制御回路は、

上記アイドリング電流を上記入力制御電圧がある一定以上に達した時に制限する回路を更に備えてなることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【請求項8】 請求項1ないし7のいずれかにおいて、

上記アイドリング電流の温度特性を任意に設定できる回路を更に備えてなることを特徴とする電力増幅器モジュール。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明は、電力増幅器モジュールに関し、特に移動体通信システムで使われる携帯端末機用の出力電力制御機能を有するセルラ電話システム用電力増幅器モジュールに利用して有効な技術に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、GSM(Global System for Mobile Communication)やPCN(Personal Communication Network)などに代表されるセルラ電話システム市場が著しい伸長を見せており、この傾向は今後とも続くと予測されている。GSMやPCNなどの

システムでは、基地局と携帯端末機との通信距離に応じて携帯端末機の出力電力を制御できることが要求される。これは電力増幅器の電力利得を制御することによって実現できる。

【0003】

図9に出力電力制御機能を有する代表的な3段構成の電力増幅器の従来例を示す。この電力増幅器では、端子062より入力される信号は各段増幅器601、602、603で増幅され、端子064より出力される。電源電圧は端子063に印加される。この時の増幅器601、602、603の電力利得は出力電力制御回路607によってトランジスタ604、605、606の直流動作点を決めるアイドリング電流を変えることにより制御される。トランジスタ604、605、606には、GaAs HBT (Hetero-Bipolar Transistor) が用いられている。

【0004】

上記3段目増幅器603およびそれに対応する出力電力制御回路607を用いて出力電力制御機能を説明する。増幅器603はトランジスタ606、抵抗611、結合容量612および出力整合回路613で、また、出力電力制御回路607はトランジスタ608、609、610および抵抗614、615、616とで構成されている。ここで、ダイオード接続されたトランジスタ609、610とトランジスタ608、606とがカレントミラー回路を構成しており、トランジスタ609、610に流れる電流のミラー比倍の電流がトランジスタ606にアイドリング電流として流れる。

【0005】

トランジスタ609、610の両端の電圧は端子061に印加される出力電力制御電圧がこれらトランジスタの立上り電圧以上になるとほぼ一定となるので、それ以上の電圧領域ではアイドリング電流は制御電圧に比例して増減する。電力利得はこのアイドリング電流に依存するので、アイドリング電流を制御することにより電力利得を可変にできる。即ち、出力電力制御はこの性質を利用したものである。なお、図9の従来例では、初段増幅器601のアイドリング電流は制御電圧を抵抗分割した電圧をベースに供給することにより与えており、2段目増幅

器 6 0 2、3 段目増幅器 6 0 3 のアイドル電流供給とは異なる手段をとっている。

【0 0 0 6】

【発明が解決しようとする課題】

出力電力制御特性としては、制御電圧に対する出力電力の変化が 7 0 ~ 8 0 d B の広いダイナミック範囲 (G S M の代表的な値は、- 4 0 ~ 3 5 d B m) において単調関数であること、また、その変化率、即ち、制御感度が端末機で決められた所定値 (代表的な値は 1 5 0 d B / V 以下) であることが要求される。しかしながら、図 9 の従来例ではアイドル電流は制御電圧に比例して変化する。

【0 0 0 7】

つまり、図 9 の回路の場合の制御感度 $\partial P_{21} / \partial V_{apc}$ は信号レベルが低い程大きくなり、次式で与えられる。

$$P_{21} = \text{定数} + 20 \log I_d \text{ (dB)}, I_d = (V_{apc} - 2 V_b) / R_{apc} \quad (1)$$

$$\partial P_{21} / \partial V_{apc} = 20 / (V_{apc} - 2 V_b) \text{ (dB/V)} \quad (2)$$

$$\text{ただし、} V_{apc} > 2 V_b$$

$$\partial P_{21} / \partial V_{apc} = 0 \quad \text{ただし、} V_{apc} \leq 2 V_b \quad (3)$$

【0 0 0 8】

ここで、上記式 (1) ~ (2) における P_{21} は電力利得、 I_d はアイドル電流、 V_{apc} は制御電圧、 V_b はトランジスタ 6 0 9、6 1 0 の立上り電圧 (ベース、エミッタ間電圧)、 R_{apc} は抵抗 6 1 4 の値である。式 (1) ~ (2) は制御電圧がトランジスタ 6 0 9、6 1 0 の立上り電圧の和の値を超えるとアイドル電流が流れ始め、その時が最も大きな制御感度となることを示す。制御感度は理論的には無限大となるが、実際には入力信号の電力レベルが 0 d B m 以上となる場合が多く、自己バイアス効果によって生じる直流電流によってこの値は 3 0 0 d B / V 程度となる場合が多い。そして、式 (3) では、 $V_{apc} \leq 2 V_b$ において、アイドル電流 I_d が形成されるのに必要な制御電圧 V_{apc} が入力されないので、 $\partial P_{21} / \partial V_{apc} = 0$ になるものである。

【0 0 0 9】

上記従来例では初段増幅器 6 0 1、2 段目増幅器 6 0 2、3 段目増幅器 6 0 3

の動作状態が異なるため制御特性にキンクが生じ易く、電力増幅器に要求される出力電力制御特性を満たすことは困難であった。つまり、図 10 の特性図に示すように、入力信号 P_{in} により特性が大きく変化し、制御電圧 V_{apc} のレベルにおいて感度が極端に高い部分が生じ、かかる感度が極端に高い特性上では制御電圧 V_{apc} の僅かな変化に対して出力電力 P_{out} が大きく変化し、かかる出力電力 P_{out} の過剰な変化を戻すようなフィードバックがかかると、それにも過剰に応答してしまい、出力電力 P_{out} がフィードバックループに対応した周期で変化して発振状態になる。

【0010】

本発明の目的は、入力制御電圧の変化に対して出力電力特性が滑らかに変化すると共に、広いダイナミック範囲に亘って安定した制御感度を有する電力増幅器モジュールを提供することにある。本発明の他の目的は、使い勝手のよい電力増幅器モジュールを提供することにある。この発明の前記ならびにそのほかの目的と新規な特徴は、本明細書の記述および添付図面から明らかになるであろう。

【0011】

【課題を解決するための手段】

本願において開示される発明のうち代表的なものの概要を簡単に説明すれば、下記の通りである。制御入力電圧を受けて該制御入力電圧に対して指数関数的に変化させるアイドリング電流を形成し、電力増幅器に供給して出力電力の制御を行なう。

【0012】

【発明の実施の形態】

図 1 には、この発明に係る電力増幅器モジュールの一実施例の基本的な回路図が示されている。同図の各回路素子は、1 ないし複数個の半導体集積回路及びそれに接続される外部部品が 1 つの回路モジュールとして構成される。この実施例の電力増幅器モジュールは、出力トランジスタ 2、整合回路 4、結合容量 5 で構成される増幅器 6 と、電圧－電流対数変換回路 11、定電流源 7、入力トランジスタ 3、8、インピーダンス回路 9 から成る出力電力制御回路 1 とで構成されている。

【0013】

電圧-電流対数変換回路 11 は、端子 03 より入力される入力制御電圧を電流に対数変換するもので、この回路 11 によって出力トランジスタ 2 のアイドリング電流を入力制御電圧に対して指数関数的に変化させることが可能となる。トランジスタ 8 は大信号動作時に自己バイアス効果によって増分として生じる出力トランジスタ 2 のベース電流の直流分を供給する役目を持つ。

【0014】

インピーダンス回路 9 は、端子 01 から入力される入力信号の高周波信号が上記入力トランジスタ 3 に流れて動作が不安定になるのを防ぐために用いられる。04 は電源端子である。入力トランジスタ 3 は出力トランジスタ 2 とカレントミラー回路を構成し、電流センシング機能を持つ。従って、入力トランジスタ 3 に定電流源 7 から基準電流を流すことにより、そのミラー比倍の電流を出力トランジスタ 2 にアイドリング電流として流すことができる。

【0015】

前記図 9 のような従来例ではアイドリング電流が制御電圧に比例して変化するのに対し、この実施例回路では、アイドリング電流を入力制御電圧に対して指数関数的に変化させることを特長としている。この実施例における小信号動作時の電力利得 P_{21} および制御感度 $\partial P_{21} / \partial V_{apc}$ は次式で与えられる。

$$P_{21} = \text{定数} + \alpha V_{apc} / V_t \times 20 \log e \text{ (dB)},$$

$$I_d = I_s \exp(\alpha V_{apc}) \quad (4)$$

$$\partial P_{21} / \partial V_{apc} = \alpha / V_t \times 20 \log e = 34.7 \alpha \text{ (dB/V)} \quad (5)$$

【0016】

ここで、 I_s および V_t ($\sim 25 \text{ mV}$) は物理定数、 α は係数である。式 (4) は、電力利得が入力制御電圧 V_{apc} に比例することを示す。これから、式 (5) に示すように、本発明における制御感度は一定値となり、係数 α を適切な値に設定すれば所望の制御感度が得られることが分かる。例えば、 150 dB/V 以下の制御感度を得るには、係数 α を 0.5 以下に設定すればよい。これはアイドリング電流 I_d を入力制御電圧 V_{apc} に対して指数関数的に変化させるようにしたことの結果である。実際の電力増幅器は複数の増幅器で構成される例が殆んどで

、このような場合には電力増幅器に要求される所望の制御感度を各段増幅器の能力に応じて適当に配分すれば良い。

【0017】

本発明では定電流源 7 から供給される電流と入力制御電圧 V_{apc} との間に指数関数の関係を持たせているため、入力制御電圧 V_{apc} に対してアイドリング電流 I_d は式 (4) に示すように指数関数的に変化する。ここでは、このアイドリング電流 I_d の値は所望の出力電力や効率が得られるような出力トランジスタ 2 の直流動作点から決められる。一方、入力信号は端子 01 から結合容量 5 を介して入力され、出力トランジスタ 2 と整合回路 4 とで電力増幅された後、端子 02 より出力される。アイドリング電流 I_d が入力制御電圧 V_{apc} に対して指数関数的に変化するので、電力利得 (dB)、即ち、出力電力 (dBm) は入力制御電圧 V_{apc} に比例して増減する。

【0018】

従って、式 (5) で示すように入力制御電圧 V_{apc} に対して、 347α (dB/V) のように一定の制御感度を得ることができる。以上の動作によって、例えば図 7 に示した特性図のようにキックが小さく、滑らかな出力電力制御特性を得ることが可能となる。この場合には、入力信号 P_{in} を -4 dBm、 0 dBm、 4 dBm 及び 6 dBm のように変化させても、安定した出力電力の制御が可能になるので使い勝手が極めてよい制御特性を持つ電力増幅器を得ることができるものである。

【0019】

後述するようにトランジスタ 2、3、8 に GaAs HBT、SiGe HBT 或いは Si バイポーラトランジスタなどバイポーラ系のトランジスタであれば種類を問わず適用可能である。また、トランジスタ 2 と 3 はカレントミラー回路を構成するので同種のトランジスタとし、同一チップ上に集積することが望ましい。トランジスタ 2 と 3 に電流を供給する電流供給回路 10 は HBT を含む Si バイポーラプロセスを適用した集積回路を用いても良い。また、電圧-電流変換回路 11 および定電流源 7 は制御電圧に対してトランジスタ 3 に流す基準電流が指数関数的に変化する機能を持つものであれば、その回路形式は問わない。

【0020】

図2には、この発明に係る電力増幅器モジュールの他の一実施例の回路図が示されている。この実施例では、電力増幅器が3段縦列に接続して構成される。例えば、CDMA (Code Division Multiple Access) システムなどのように比較的输出電力が小さい用途向けには、上記電力増幅器の構成は2段としても良い。

【0021】

この実施例では、前記図9のような従来の多段増幅器と異なり、3段の増幅器が同じ手段での制御動作を行なう出力電力制御回路101から各段トランジスタのアイドル電流を決める基準電流をそれぞれ供給している。増幅器102、103、104における増幅用トランジスタ（前記出力トランジスタ2）105、106、107のアイドル電流は電流センシング用トランジスタ（前記入力トランジスタ3）108、109、110に流れる電流のミラー比倍となる。

【0022】

ここで、カレントミラー比は増幅器102、103、104で異なり、トランジスタ105と108、トランジスタ106と109、トランジスタ107と110の寸法比で決まる。ミラー比は動作電力の小さい初段トランジスタ105から動作電力の大きい最終段トランジスタ107の順に大きくなるので、それに比例して各トランジスタに流れるアイドル電流も増大する。

【0023】

以上、本実施例によれば、アイドル電流はカレントミラー比に従ってトランジスタ105、106、107に流れるので、電力レベルが異なっても基本的には同じような動作をする。このため、初段増幅器と2、3段増幅器とで異なる動作をする従来例に比べ、前記図7の特性図に示したように滑らかな出力電力制御特性を具現化することが可能となり、個々の増幅器の合成された出力電力特性にキックが小さく、直線的に変化する滑らかな特性を得ることが可能となる。

【0024】

次に上記実施例回路の動作を説明する。電力増幅器の入力信号は端子011に印加されるが、この入力信号は信号源インピーダンスとトランジスタ105の入力インピーダンスの整合を取り、効率よく電力を伝達するための整合回路111

を介してトランジスタ 1 0 5 に送られて電力増幅される。増幅された信号はトランジスタ 1 0 5 の出力インピーダンスとトランジスタ 1 0 6 の入力インピーダンス間の整合を取る整合回路 1 1 2 を介してトランジスタ 1 0 6 のベースに供給される。

【 0 0 2 5 】

以下、同様にしてトランジスタ 1 0 6 に伝達された信号はトランジスタ 1 0 6 、整合回路 1 1 3、トランジスタ 1 0 7、整合回路 1 1 4 を経由して順次電力増幅された後、端子 0 1 2 より出力される。上述したように、制御感度は制御電圧に対して一定な値を示す。増幅器 1 0 2、1 0 3、1 0 4 の制御感度をそれぞれ $\partial P_{21} / \partial V_{apc}$ 、 $\partial P'_{21} / \partial V_{apc}$ 、 $\partial P''_{21} / \partial V_{apc}$ とすれば、電力増幅器全体の制御感度 $\partial P_{021} / \partial V_{apc}$ は

$$\partial P_{021} / \partial V_{apc} = \partial P_{21} / \partial V_{apc} + \partial P'_{21} / \partial V_{apc} + \partial P''_{21} / \partial V_{apc} \quad (6)$$

で与えられ、各段増幅器の制御感度の和となる。

【 0 0 2 6 】

式 (6) は所望の制御感度を得るには、各段増幅器に必要な値を割振れば良く、その割合は任意でよいことを示す。一例として、所望の制御感度 1 5 0 d B / V 以下を各段増幅器に均等に割振るとすれば、各段増幅器の制御感度は 5 0 d B / V 以下にすれば目的を達成できることになる。

【 0 0 2 7 】

電流供給回路 1 1 5、或いは増幅器と出力電力制御回路を 1 チップ上に S i バイポーラトランジスタや S i G e H B T プロセスなどを適用し集積化しても良い。また、トランジスタ 1 0 5 から 1 1 0 は、電力増幅器モジュールの小型化を図りつつ、特性を揃えるために同一チップ上に集積化することが望ましい。

【 0 0 2 8 】

図 3 には、この発明に係る電力増幅器モジュールの具体的な一実施例の回路図が示されている。出力電力制御回路 3 5 0 は制御電圧に対してアイドリング電流が指数関数的に変化する関係を構築するものであるが、それには出力トランジスタ 3 1 7 とカレントミラー形成にされた入力トランジスタ 3 1 6 に流す基準電流に指数関数的な振舞いをさせるようにすれば良い。

【0029】

以下、これを具現化する手法及び回路について述べる。先ず、電圧—電流変換回路351で端子013より入力される入力制御電圧 V_{apc} に比例した電流を生成する。入力制御電圧 V_{apc} がトランジスタ302の立上り電圧（ベース，エミッタ間電圧）を超えると抵抗301で決まる電流がトランジスタ302に流れ始める。すると、トランジスタ302と303がカレントミラー回路を構成しているので、トランジスタ302に流れる電流のミラー比倍の電流がトランジスタ303に流れ始める。

【0030】

この電流はトランジスタ304、308で構成されるカレントミラー回路で向きが反転された後、トランジスタ309を介して抵抗307に供給され、再び電圧に変換される。この時、トランジスタ306にトランジスタ305より電流を供給して、擬似電圧源を形成する。抵抗307で生じる電圧は、上記擬似電圧源で生成される電圧、即ち、トランジスタ306の立上り電圧（ベース，エミッタ間電圧）を起点として変化する。これはトランジスタ316に流す基準電流と入力制御電圧 V_{apc} との間に指数関数的関係を確立するための前段階として行われる。ここで、抵抗307の両端に生じる電圧は入力制御電圧 V_{apc} に比例するので、抵抗307と抵抗301の値の比によって式（4）（5）で示す係数 α 、ひいては制御感度を決定することができる。

【0031】

例えば、制御感度は抵抗307の値を大きくすると、その両端の電圧が上昇するので増大し、逆に、小さくすると小さくなる。このことは係数 α の値を適当に選ぶことによって制御感度を決定できることを意味する。ここで、係数 α は抵抗307と抵抗301との相対比で主に支配される。従って、抵抗の製造偏差によらずほぼ一定となる。即ち、本実施例の制御回路は、それらの回路素子を1つの半導体集積回路で構成することより、制御感度が製造偏差の影響を受け難い回路となっている。

【0032】

次に、抵抗307の両端に生じた電圧はレベルシフト用トランジスタ309、

311を介してトランジスタ312のベースに伝達され、トランジスタ312のコレクタ電流に変換される。この時、トランジスタ312がエミッタ接地されているので、コレクタ電流にはベース電圧、即ち、入力制御電圧 V_{apc} に対して指数関数的に変化する関係が与えられることになる。

【0033】

このコレクタ電流はトランジスタ313、314のカレントミラー回路、即ち、定電流源によって向きが反転され、トランジスタ316に基準電流として供給される。なお、温度特性制御回路353はトランジスタ316に流れる基準電流の温度特性を調整する働きをする。トランジスタ317のベース・エミッタ間電圧は正の温度係数を持つため、温度上昇と共にコレクタ電流が増大し続ける。温度特性制御回路353はトランジスタ316に供給される基準電流の高温時における温度係数が常温時の温度係数より小さくなるように設定、トランジスタ317の温度上昇に伴う電流増大を抑制する機能を持つ。

【0034】

なお、トランジスタ315は増幅器356が大信号動作時にトランジスタ317のベースに流れる電流の直流増分を供給する。出力電力制御回路350はSiプロセスで集積化することが可能である。但し、トランジスタ316とトランジスタ317は同じデバイスであり、同一チップ上に集積化することが望ましい。

【0035】

図4には、この発明に係る電力増幅器モジュールの具体的な他の一実施例の回路図が示されている。この実施例回路では、出力制限機能が付加される。前記のように指数関数的に変化するアイドリング電流を形成するトランジスタ312のコレクタに抵抗318を接続し、そこで発生した電圧をトランジスタ319のベースとエミッタ間に供給する。トランジスタ319は、そのベース、エミッタ間電圧を制限基準電圧とし出力制限動作を行なう。つまり、トランジスタ312の出力電流によって上記抵抗318で発生した電圧降下分が、上記トランジスタ319のベース、エミッタ間電圧を超えると、かかるトランジスタ319が動作状態となって、電源端子04からトランジスタ312のコレクタに電流のバイパス経路を形成するので、上記入力制御電圧 V_{apc} がそれ以上大きくなってトランジ

スタ 3 1 2 で形成された制御電流が増大しても、その増大分はトランジスタ 3 1 9 に流れて上記トランジスタ 3 1 3 に供給される電流が一定となり、出力トランジスタ 3 1 7 の利得が制限される。

【 0 0 3 6 】

図 5 には、この発明に係る 3 段構成の電力増幅器モジュールの他の実施例のブロック図が示されている。増幅器 5 1 0 のアイドル電流を制御する出力電力制御回路 5 0 1 は、図 3 又は図 4 の制御回路 3 5 0 を、図 2 に示した実施例のように 3 個用いて構成してもよいが、この実施例では回路の簡略化のために電圧－電流変換回路 3 5 1、電流－電圧変換係数設定回路 3 5 2、温度特性制御回路 3 5 3、電圧－電流対数変換回路 3 5 4 を共用とし、図 3 又は図 4 のトランジスタ 3 1 3 と 3 1 4 から成る定電流源およびトランジスタ 3 1 7 に直流電流とアイドル電流を供給するトランジスタ 3 1 5、3 1 6 とで構成される電流供給回路 3 5 5 のみを、増幅器 5 1 0 の 3 段分の増幅器に対応して設ける構成になっている。基本動作は図 2 の例と同じであり、ここでは割愛する。

【 0 0 3 7 】

図 6 には、この発明に係る電力増幅器モジュールの更に他の実施例のブロック図が示されている。この実施例では、前記図 5 に示された出力電力制御回路 5 0 1 を異なる二つのシステム、例えば、G S M および P C N システムに対応して 2 系統設けるようにするものである。ここで、出力電力制御回路 5 0 1 はそれぞれの増幅器 5 1 1、5 1 2 を切替える機能を持っており、端子 0 5 2 より入力される制御信号 V_{cnt} によって両増幅器の切替えを行う回路 5 0 2、5 0 4 および制御電圧の上昇に伴って急増する基準電流を制限する前記図 4 に示したような電流リミット回路 5 0 3、5 0 5 を具備している。

【 0 0 3 8 】

増幅器の切替えは、例えば、制御信号 V_{cnt} が “H i g h” レベル (< 2 V) の時には G S M システムが稼動し、P C N システムが休止する。また、制御信号 V_{cnt} が “L o w” レベルの時には逆に G S M システムが休止し、P C N システムが稼動するように設定される。或いは、上記とは制御信号 V_{cnt} のレベルを逆とする場合でも良い。

【0039】

同図の電流リミット回路503、505は、図4に示したようにトランジスタ312のコレクタ側に電流センシング用の抵抗318とその両端にベースとエミッタが結合された電流バイパス用のトランジスタ319を設けることにより、具現化できる。抵抗318の両端の電圧はバイパス用トランジスタ319の立上り電圧（ベース、エミッタ間電圧）を超えるとほぼ一定となるのでそれ以外の余分な電流はトランジスタ319でバイパスさせることにより、前記のような電流リミット機能が実現できる。なお、電流リミットのレベルは抵抗値318によって決められる。

【0040】

図8には、この発明に係る電力増幅器モジュールが用いられた移動通信機器の一実施例の全体ブロック図が示されている。上記移動通信機器は最も代表的な例が前記のような携帯電話器である。アンテナで受信された受信信号は、受信フロントエンドにおいて増幅され、ミクサにより中間周波に変換され、中間信号処理回路IF-ICを通して音声処理回路に伝えられる。上記受信信号に周期的に含まれる利得制御信号は、特に制限されないが、マイクロプロセッサCPUにおいてデコードされて、ここで電力増幅器（電力増幅器モジュール）に供給される入力制御電圧が形成される。

【0041】

電力増幅器では、上記入力制御電圧に従って利得制御が行なわれて、送信出力信号を形成する。この喪失電力は、パワーカプラー等を介してその一部が上記マイクロプロセッサCPUに帰還されて、上記指定させた電力制御が行なわれるようにするものである。周波数シンセサイザは、基準発振回路TCXOと電圧制御発振回路VCO及びPLLループによって受信周波数に対応した発振信号を形成し、一方において受信フロントエンドのミクサに伝えられる。上記発振信号は、他方において変調器に供給される。上記音声処理回路では、受信信号はレシーバを駆動して音声信号が出力される。送信音声は、マイクロホンで電気信号に変換され、音声処理回路と変復調器を通して変調器に伝えられる。

【0042】

このような移動通信機器では、送信動作において、指定通りの電力出力動作が行なわれているかを、上記のパワーカブラーを用い、あるいは電力増幅回路の電源電流をセンスして帰還信号を形成する。このような帰還ループによって、電力増幅器の利得制御動作を行なうものであるため、入力制御電圧に対して制御感度が極端に高い部分があると、それに対応した入力制御電圧が供給されると出力電力が過剰に変化し、それを戻すような帰還作用が再び働くという動作を帰還ループでの時間差に対応して繰り返して出力電力を大きく変動させてしまうという発振動作が生じる。

【0043】

前記GSM方式では、基地局間の距離は最大で10マイル（約16Km）まで許されるので、携帯電話器は2dBステップで、13dBm～43dBmという高さまで出力を制御しなければならない。そして、その出力制御方式は、携帯電話器の送信出力を常に制御する。つまり、基地局から周期的に送られてくる制御信号に従って出力制御動作を行なう必要がある。この発明に係る電力増幅器では、制御感度が入力制御電圧の全領域においてほぼ一定になるので、広いダイナミック範囲に亘って安定した制御感度が得られ、それによって上記携帯電話器のような移動通信機器における高品質の信号伝送動作を行なわせることができる。

【0044】

以上説明したような本発明によれば電力増幅器に流すアイドリング電流が出力電力制御信号に対して指数関数的に変化するので、電力利得（dB）を入力制御電圧によって比例的あるいは直線的に制御でき、所要の安定した制御感度を得ることが可能となる。また、2段、或いは3段等のような複数段構成の電力増幅器においては各増幅器毎に同じ手段でアイドリング電流を供給し、制御するものであるため、キックの殆んど無い制御特性を得ることができる。さらに、出力電力制御回路をSiバイポーラトランジスタ、電力増幅段をGaAsHBT、SiGe-HBT、Siバイポーラトランジスタ等で構成してもよく、低コスト化にも資することができる。

【0045】

上記の実施例により得られる作用効果は、次の通りである。

(1) 制御入力電圧を受けて該制御入力電圧に対して指数関数的に変化させるアイドリング電流を形成し、電力増幅器に供給して出力電力の制御を行なうようすることにより、入力制御電圧の変化に対して出力電力特性が滑らかに変化すると共に、広いダイナミック範囲に亘って安定した制御感度とすることができるといふ効果が得られる。

【 0 0 4 6 】

(2) 上記に加えて、上記制御回路を上記入力制御電圧を電流に変換する回路と、該変換された電流より基準電圧を発生し並びに上記入力制御電圧に比例して変化する電圧の勾配を設定する回路と、該電圧を指数関数的に変化する上記アイドリング電流に変換する回路とを用いることにより、所要の安定した制御感度の設定が可能になるという効果が得られる。

【 0 0 4 7 】

(3) 上記に加えて、上記増幅器を縦列接続されてなる複数段の増幅器とし、上記制御回路を上記制御入力電圧を共通に受けて、上記複数段の各増幅器の各々に対して上記アイドリング電流を供給する複数の回路で構成することにより、それぞれが同様な動作をするのでキックの殆んど無い制御特性を得ることができるといふ効果が得られる。

【 0 0 4 8 】

(4) 上記に加えて、上記入力制御電圧を電流に変換する回路と、該変換された電流より基準電圧を発生し並びに上記入力制御電圧に比例して変化する電圧の勾配を設定する回路と、該電圧を指数関数的に変化する上記アイドリング電流に変換する回路とは共通回路で構成し、アイドリング電流発生部での相互のバラツキを防止し、かかるアイドリング電流を上記複数の増幅器に対応して供給する回路を複数個設けるようにすることにより回路の簡素化を図ることができるといふ効果が得られる。

【 0 0 4 9 】

(5) 上記に加えて、上記増幅器を上記アイドリング電流が流れるようにされた入力トランジスタと、該入力トランジスタと電流ミラー形態にされた出力トランジスタとの一対を含む G a A s H B T からなる半導体集積回路で構成し、上記

制御回路を Si 又は GaAs HBT からなる半導体集積回路で構成することにより、携帯電話器等に要求される高周波数の電力出力動作を実現できるという効果が得られる。

【0050】

(6) 上記に加えて、上記増幅器を上記アイドリング電流が流れるようにされた入力トランジスタと、該入力トランジスタと電流ミラー形態にされた出力トランジスタとの一対を含む SiGe HBT 又は Si バイポーラトランジスタからなる半導体集積回路で構成し、上記制御回路を SiGe HBT、又は Si バイポーラトランジスタで構成することにより、携帯電話器等に要求される高周波数の電力出力動作を実現できるという効果が得られる。

【0051】

(7) 上記に加えて、上記制御回路に上記アイドリング電流を上記入力制御電圧がある一定以上に達した時に制限する回路を更に備えることにより低消費電力と動作の安定化を図ることができるという効果が得られる。

【0052】

(8) 上記に加えて、上記アイドリング電流の温度特性を任意に設定できる回路を更に備えることにより、周囲温度に影響されないで安定した電力出力動作を実現できるという効果が得られる。

【0053】

以上本発明者よりなされた発明を実施例に基づき具体的に説明したが、本願発明は前記実施例に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々変更可能であることはいうまでもない。例えば、図 1 の実施例等において基準電流センシング用デバイスとしての入力トランジスタ 3 は、トランジスタ形式のものについて述べてきたが、トランジスタの代わりに増幅用トランジスタ 2 と同じ材料で作成されたダイオード、或いは、ダイオード接続されたトランジスタを用いても良い。この場合において入力制御電圧とアイドリング電流との指数関数的関係は何ら変わるところはない。

【0054】

移動体通信機器は、電話器のように音声信号を送受信するものの他、デジタル

信号を音声信号周波数帯の信号に変換し、デジタル電話交換網を利用してパーソナルコンピュータ等や他の同様な移動通信機器との間でデジタル信号の送受信を行なうものであっても良い。このようなデジタル信号の送受信では、上記伝送信号レベルが安定になるので高速なデータ通信が可能になる。この発明は、上記のような移動通信機器に用いられる電力増幅器モジュールに広く利用できる。

【0055】

【発明の効果】

本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば、下記の通りである。本発明によれば電力増幅器に流すアイドリング電流が出力電力制御信号に対して指数関数的に変化するので、電力利得（dB）を制御電圧によって比例的に制御でき、所要の制御感度を得ることが可能となる。また、2段、或いは、3段構成の電力増幅器においては各増幅器毎に同じ手段でアイドリング電流を供給、制御できるため、キンクの殆んど無い制御特性を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

この発明に係る電力増幅器モジュールの一実施例を示す基本的回路図である。

【図2】

この発明に係る電力増幅器モジュールの他の一実施例を示す回路図である。

【図3】

この発明に係る電力増幅器モジュールの具体的な一実施例を示す回路図である。

【図4】

この発明に係る電力増幅器モジュールの具体的な他の一実施例を示す回路図である。

【図5】

この発明による3段構成の電力増幅器モジュールの他の実施例を示すブロック図である。

【図6】

この発明に係る電力増幅器モジュールの更に他の実施例を示すブロック図である。

【図 7】

この発明に係る電力増幅器モジュールの動作を説明するための特性図である。

【図 8】

この発明に係る電力増幅器モジュールが用いられた移動通信機器の一実施例を示す全体ブロック図である。

【図 9】

従来技術の一例を示す回路図である。

【図 1 0】

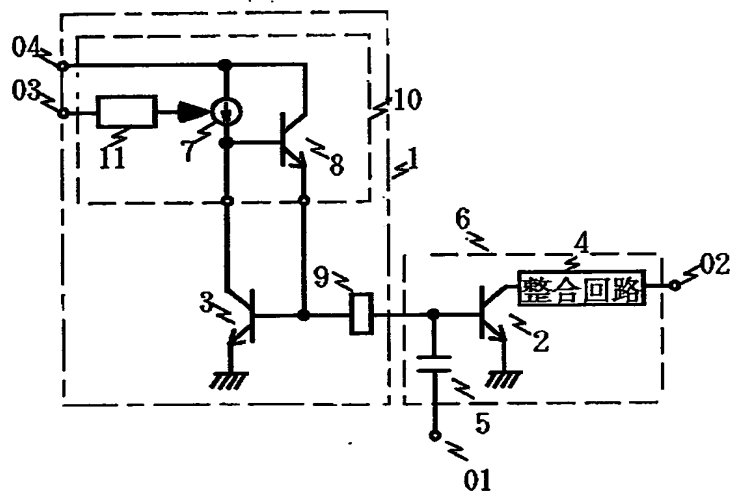
図 9 の電力増幅器の動作を説明するための特性図である。

【符号の説明】

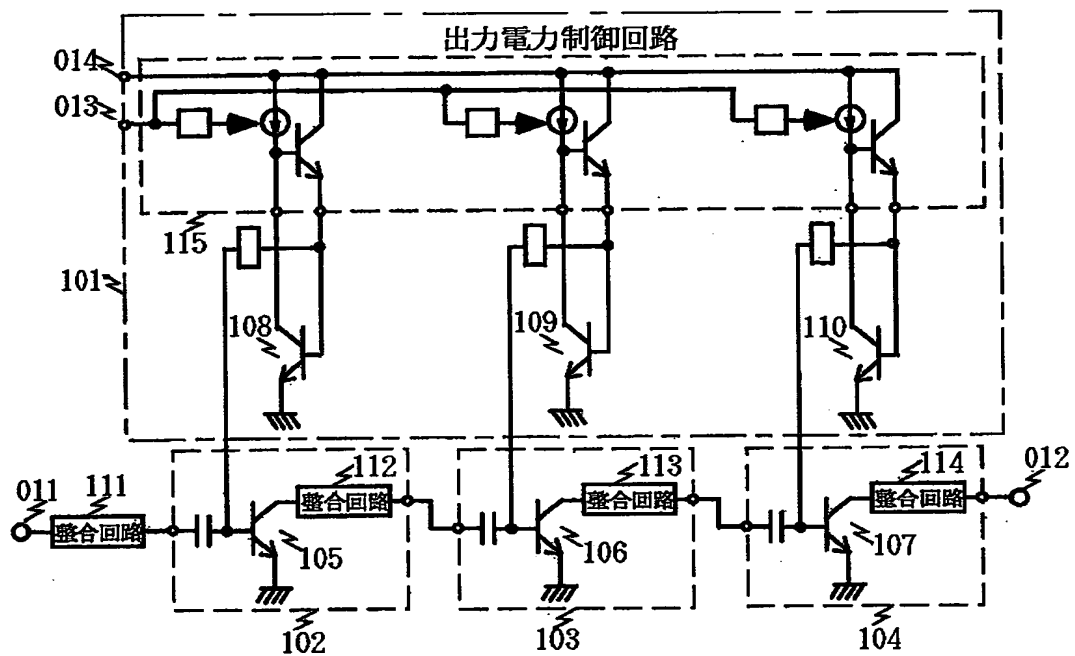
1 … 出力電力制御回路、2・3 … トランジスタ、4 … 整合回路、5 … 容量、6 … 増幅器、7 … 定電流源、8 … トランジスタ、9 … インピーダンス回路、10 … 電流供給回路、11 … 電圧－電流変換回路、01 … 信号入力端子、02 … 信号出力端子、03 … 制御信号入力端子、04 … 電源端子、101 … 出力電力制御回路、102～104 … 増幅器、105～110 … トランジスタ、111～114 … 整合回路、115 … 電流供給回路、011 … 信号入力端子、012 … 信号出力端子、013 … 制御信号入力端子、014 … 電源端子、301 … 抵抗、302～306 … トランジスタ、307・318 … 抵抗、308～309・311～319 … トランジスタ、350 … 出力電力制御回路、351 … 電圧－電流線形変換回路、352 … 電流－電圧変換係数設定回路、353 … 温度特性制御回路、354 … 電圧－電流対数変換回路、355 … 電流供給回路、356 … 増幅器、501 … 出力電力制御回路、502・504 … システム切替え回路、503・505 … 電流リミット回路、510～512 … 電力増幅器、051 … 出力電力制御回路、052 … 増幅器切替え信号入力端子、061 … 出力電力制御信号入力端子、062 … 信号入力端子、063 … 電源端子、064 … 信号出力端子、601～603 … 増幅器、604～606・608～610 … トランジスタ、607 … 出力電力制御回路、611・614～616 … 抵抗、612 … 結合容量、613 … 整合回路。

【書類名】 図面

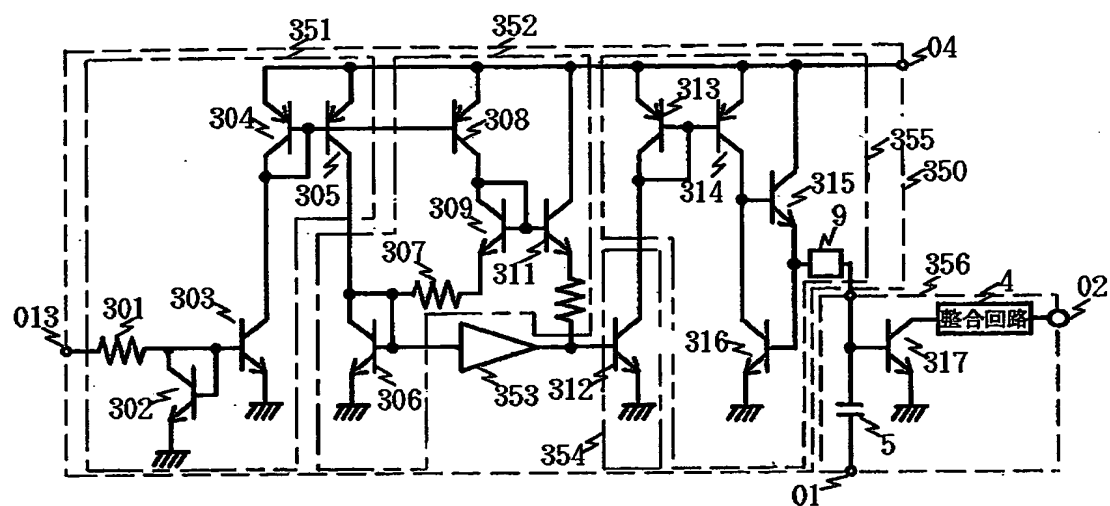
【図 1】



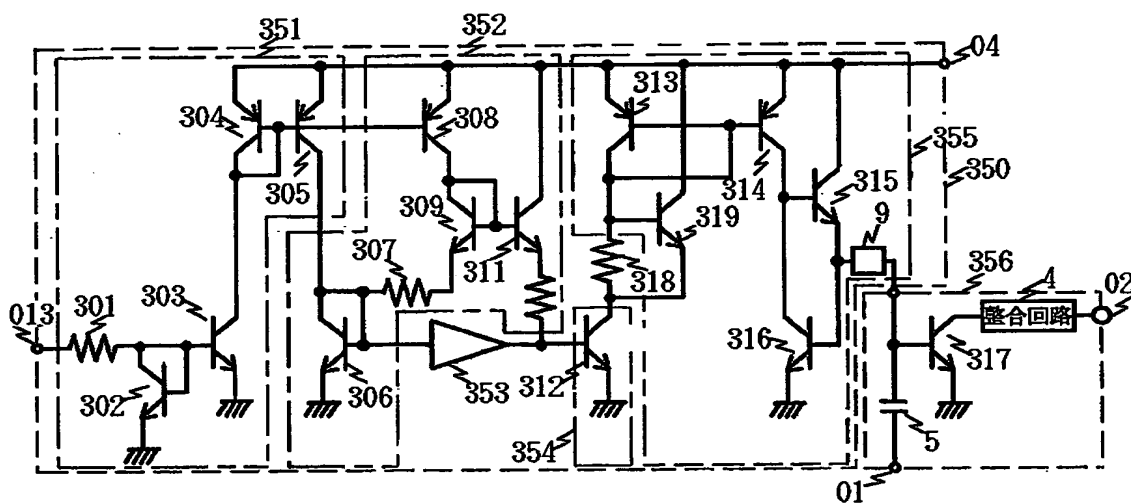
【図 2】



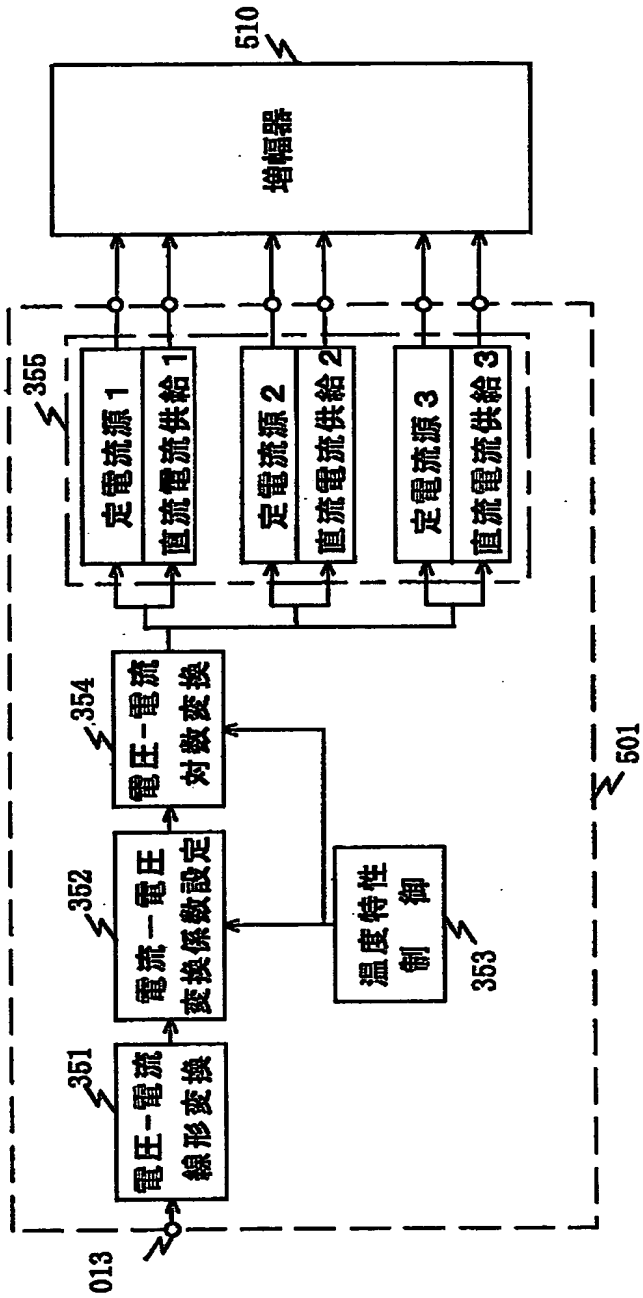
【图 3】



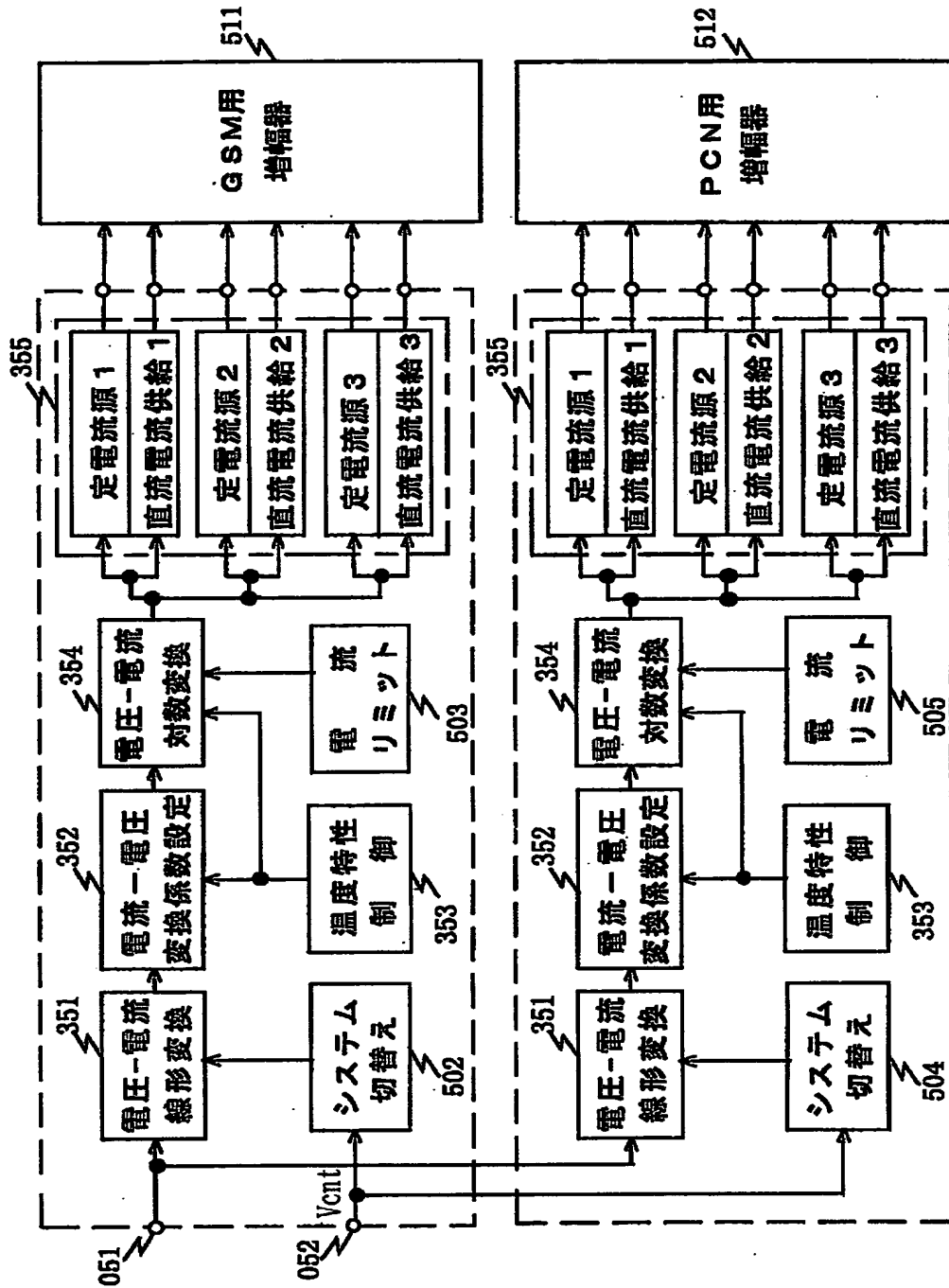
【图 4】



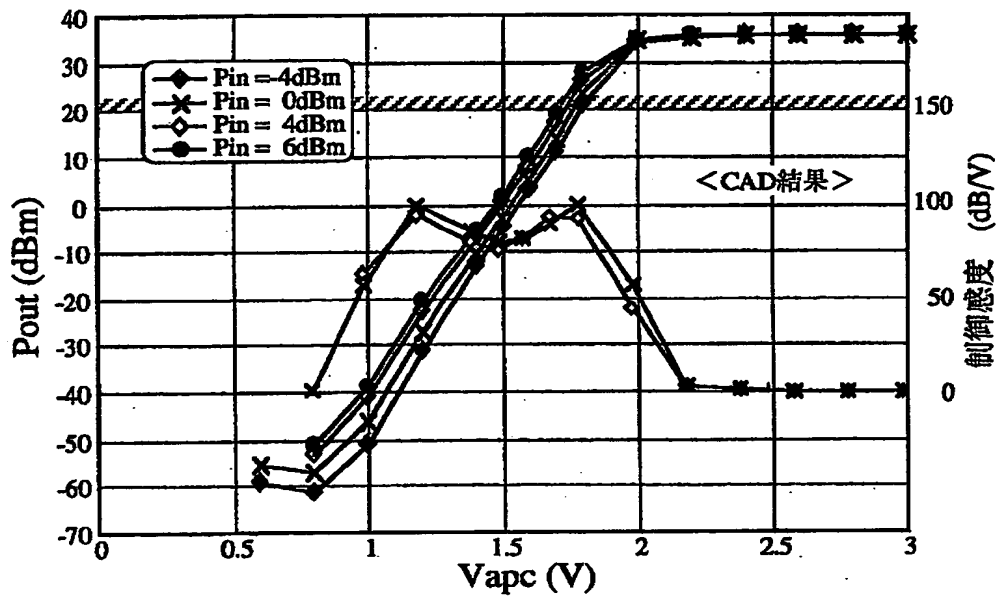
【図 5】



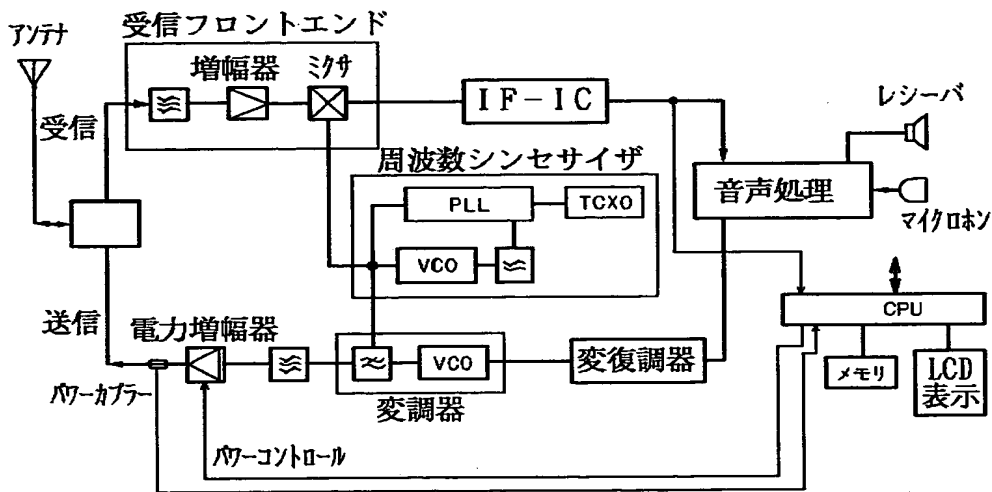
【図 6】



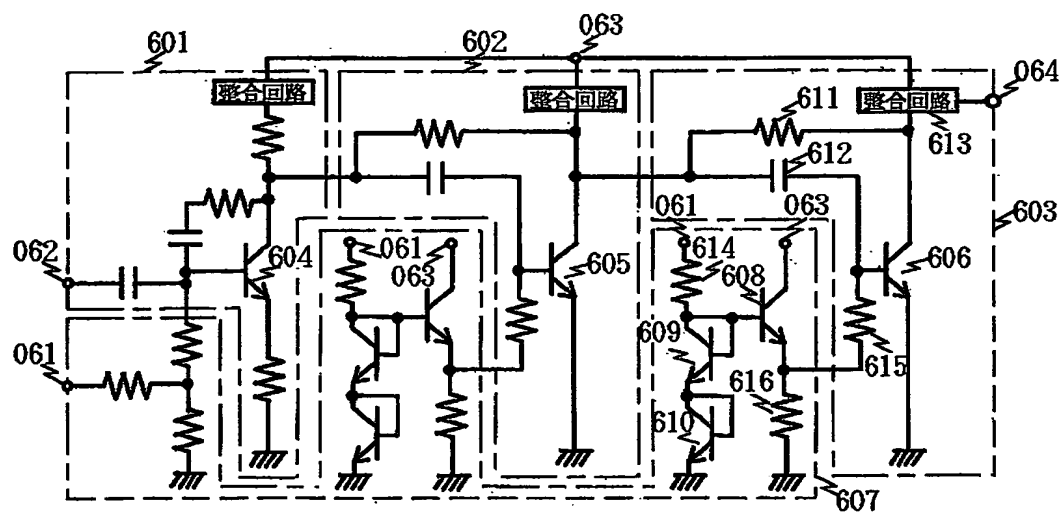
【図 7】



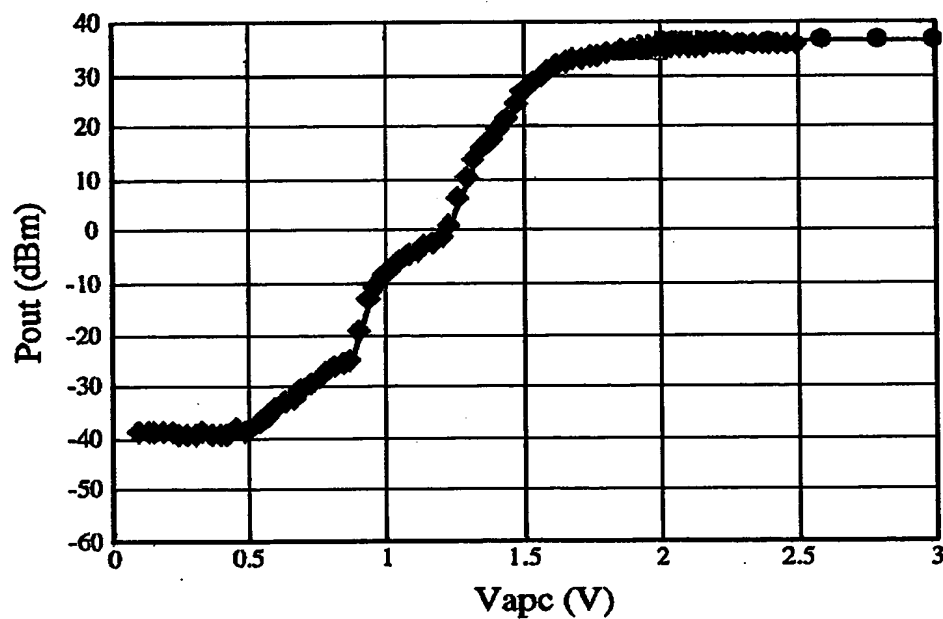
【図 8】



【図 9】



【図 1 0】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 入力制御電圧の変化に対して出力電力特性が滑らかに変化すると共に、広いダイナミック範囲に亘って安定した制御感度を有する電力増幅器モジュールを提供する。

【解決手段】 電力増幅器を構成する 1 ないし複数段増幅器に対して、同じ手段によって各々に利得設定のためのアイドル電流を供給し、かかるアイドル電流に入力制御電圧に対して指数関数的に変化するような性質を付与して出力電力を入力制御電圧に対して比例制御できるようにする。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005108]

| | |
|----------|--------------------|
| 1. 変更年月日 | 1990年 8月31日 |
| [変更理由] | 新規登録 |
| 住 所 | 東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地 |
| 氏 名 | 株式会社日立製作所 |